

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-022872  
(43)Date of publication of application : 24.01.1995  
H03F 3/60

(51)Int.Cl.

(21)Application number : 04-338349  
(22)Date of filing : 16.12.1992

(71)Applicant : TEXAS INSTR INC <TI>  
(72)Inventor : COLLINSON GLENN  
SUCKLING CHARLES WILLIAM

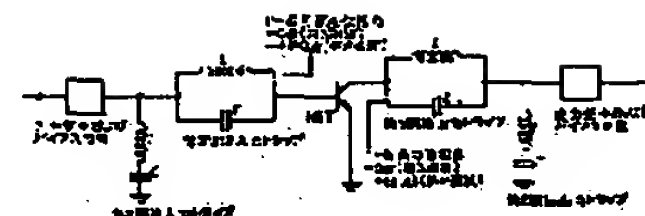
(30)Priority  
Priority number : 91 9126616 Priority date : 16.12.1991 Priority country : GB

## (54) POWER AMPLIFIER

## (57)Abstract:

PURPOSE: To obtain a microwave power amplifier of high efficiency.

CONSTITUTION: The power amplifier to be driven by a fixed frequency or in a narrow band width and constituted based on a non-linear gain elements is provided. The power amplifier includes a resonance circuit operationally connected to the non-linear gain element and the resonance circuit is resonated with the higher harmonic, substantially the band center frequency of the non-linear gain element and arranged so as to radiate energy as the result of generation of higher harmonics by the non-linear gain element during the amplification of a signal. In the specific embodiment of the power amplifier, resonance circuits including higher harmonic trap circuits consisting of inductors and capacitors tuned to respectively different higher harmonic waves are arranged on both the input and output of a gallium arsenide hetero junction bipolar transistor HBT for providing a non-linear gain element.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]

<http://www1.ipdljpo.go.jp/PA1/result/detail/main/wAAAa20627DA407022872P1.htm>

01/06/07

Searching PAJ

2/2 ページ

[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2000 Japanese Patent Office



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-22872

(43) 公開日 平成7年(1995)1月24日

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>  
H 0 3 F 3/60識別記号 庁内整理番号  
8522-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 6 頁)

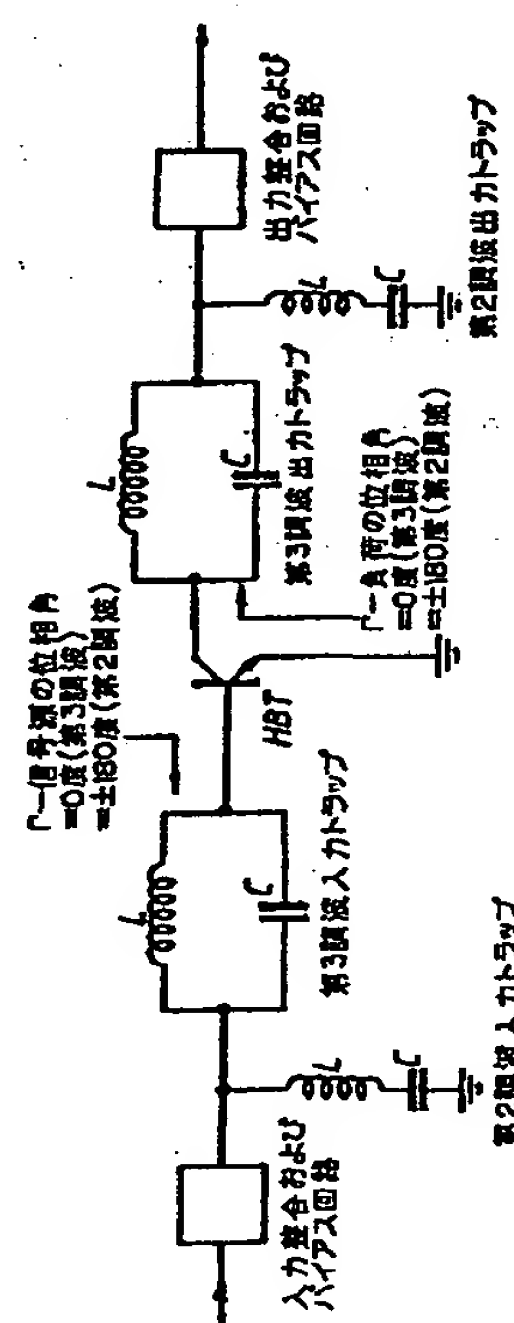
(21) 出願番号	特願平4-336349	(71) 出願人	590000879 テキサス インストルメンツ インコーポ レイテッド アメリカ合衆国テキサス州ダラス, ノース セントラルエクスプレスウェイ 13500
(22) 出願日	平成4年(1992)12月16日	(72) 発明者	グレン コリンソン イギリス国ハーツ, ヒッチン, スチュアー ト ドライブ 8
(31) 優先権主張番号	9 1 2 6 6 1 6 3	(72) 発明者	チャールズ ウィリアム サックリング イギリス国ノーザンツ, ラッシュデン, ニ ュータウン ロード 314エイ
(32) 優先日	1991年12月16日	(74) 代理人	弁理士 浅村 皓 (外2名)
(33) 優先権主張国	イギリス (GB)		

(54) 【発明の名称】 電力増幅器

(57) 【要約】

【目的】 高効率のマイクロ波電力増幅器を得る。

【構成】 固定された周波数または狭いバンド幅で動作し、非線形利得要素をベースにした電力増幅器が提供される。本電力増幅器は前記非線形利得要素と動作的に接続された共振回路を含み、前記回路は前記非線形利得要素の本質的にバンド中心周波数の高調波に共振するようになっており、信号増幅の間に前記非線形利得要素による高調波発生の結果のエネルギーを放散させるように配置されている。本電力増幅器の特定の実施例では、異なる高調波に同調したインダクタとコンデンサの高調波トラップ回路を含む共振回路が、非線形利得要素を提供するガリウム砒素ヘテロ接合バイポーラトランジスタHBTの入力と出力の両方に配置されている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 狭いバンド幅で動作する増幅器であって：非線形利得供給要素、前記要素に付随する共振回路であって、本質的にバンドの中心周波数で共振する回路、を含み、前記回路が、増幅動作中に前記要素によって発せられる高調波のために生ずるエネルギーを緩和（モデファイ）するように配置されている、増幅器。

【請求項2】 請求項第1項記載の増幅器を用いた増幅方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は増幅器に関するものであり、更に詳細には、固定された周波数または狭いバンド幅において、例えばガリウム砒素（GaAs）ヘテロ接合バイポーラトランジスタ（HBT）のような非線形利得要素をベースにして動作する電力増幅器に関するものである。

【0002】 GaAs HBTはよく知られているように、マイクロ波電力増幅器として使用された時に高い効率を有する。これについては例えば、1990年のモノリシックGaAs ICシンポジウムにおいてB. ベイラクタログル（B. Bayraktaroglu）、M. A. カチブザデー（M. A. Khatibzadeh）、とR. D. フジェンズ（R. D. Hudgens）によって発表された“広帯域Xバンド応用の5WモノリシックHBT増幅器（5W Monolithic HBT amplifier for Broadband X-Band Applications）”を参照されたい。従ってGaAs HBTは携帯式の移動（セルラー）電話のトランスミッタ電力増幅器に使用できる優れた能力を秘めている。特に、現代のアナログ式の移動電話（TACS、AMPS、NMT）は、使用者が話している間じゅうずっとトランスミッタはオン状態にあることから超高効率の電力増幅器を必要とする。FM変調方式のために非線形の増幅器設計が許容されるので、携帯式の移動電話機の電力増幅器は通常、高度な調整をされた非線形性の高い（すなわち、C級）の狭帯域（<10% BW）設計のものとなっている。

【0003】 残念なことに、そのような用途に対するHBTの適応能力は、要求されるバンド幅内で負荷に消費される電力の効率化を実現する設計が困難であるということによって制約を受けている。本発明はそのような非効率性を研究することのなかから考案された。

【0004】 本発明に従えば、次のものを含む増幅器が提供される：非線形利得を提供する要素、それに付随する共振回路であって、本質的にバンドの中心周波数において共振を起こす回路、前記回路が増幅動作中に前記要素によって発せられる高調波から生ずるエネルギーを放散するように配置されている、

【0005】 本発明は、約0.8GHzの周波数より上で動作する効率的な電力増幅器を実現する場合に特に有効であると期待される。

【0006】 HBTの入力または出力に高調波共振回路（トラップ）を配置することは、例えば、偶数調波に対しては回路短絡位相角（+/-180度）があり、奇数調波に対しては回路開放位相角（0度）があるように、高調波周波数の反射係数の位相角がデバイスの基準面において設定された時に特にその電力増幅器の効率を増大させる。トラップは高調波特性を改善する目的で電力増幅器に用いられているが、本発明では効率の改善が可能であり、トラップ無しと同じHBTをベースにした増幅器と比較して40%の向上が測定されている。トラップは特に、高調波の補正に対して効果が見いだせなかったHBT要素の入力に配置した場合に、この目的に対し有効である。

【0007】 本発明の特徴や利点を更に理解するために、ここで実施例を取り上げて図面を参照しながら説明する。

【0008】 図1は、単一周波数または0.8ないし1.0GHzの周波数範囲内の狭いバンド幅で動作するGaAs HBT電力増幅器のための本発明の1つの実施例であって、入力と出力との両方に第2および第3調波のトラップ回路を備えたものを示している。デバイス基準面に対して0度の第2調波反射係數位相角を備えた第2調波トラップはデバイスの入力とアースとの間、およびデバイスの出力とアースとの間につながれたインダクター-コンデンサ直列共振回路として組み込まれている。デバイス基準面に対して+/-180度の第3調波反射係數位相角を備えた第3調波トラップは入力と出力に直列につながれたインダクター-コンデンサ並列共振回路として組み込まれている。この構成は個別的HBT要素を含むハイブリッド（混成）式の回路を実現するのに適している。この回路をGaAsモノリシックICとして実現する場合は、インダクタはスパイラル形またはリボン状（meander）線路で、コンデンサは金属-絶縁体-金属（MIM）構造のもので作られよう。

【0009】 図2は、単一の周波数または1.0GHzより上の狭いバンド幅で動作するGaAs HBT電力増幅器を実現するために、本発明をGaAsモノリシックICとして実現した別の実施例を示しており、入力には第2、第3、そして第4調波のトラップを、また出力には第2と第3調波のトラップを備えている。

【0010】 この場合、すべての高調波トラップ回路はデバイスから正確な距離の位置において、第2調波（入力および出力）と第4調波（入力）に関してはデバイス基準面において+/-180度の高調波反射係數位相角を与え、第3調波（入力および出力）に関してはデバイス基準面において0度の高調波反射係數位相角を与える、入出力の50オームのマイクロストリップ・フィー

ドに接続された四分の一波長のオープンスタブ (open stub) である。

【0011】本発明は例えば、整合回路、制御回路、そしてバイアス回路と一緒に完全集積された3ステージ型のHBT増幅器の出力ステージに有利に利用できる。

【0012】本発明の基礎となるところをより理解する目的で、増幅器として動作するHBT要素の効率について説明する。

【0013】高効率、単一ステージ、狭帯域HBT RF増幅器の設計には7つの変数がある：

- トランジスタ構成 (すなわち、共通エミッタ、共通ベース、または共通コレクタ)
- 出力直流電源電圧 (VCQ)
- 入力直流電源電圧 (VBQ)
- 入力直流電源抵抗 (RB)
- RF駆動レベル
- 基本周波数における信号源および負荷インピーダンス
- 高調波周波数における信号源および負荷インピーダンス

【0014】後のほうの5つの項目はすべて、トランジスタが導通するRFサイクルの比率として定義される増幅器の動作級数 (A級はRFサイクルの100%、B級は50%、C級は<50%) に影響するものである。第2および第3調波周波数における信号源および負荷インピーダンスを変化させることの、共通エミッタ構成 (VCQ=6.0V) のC級バイアス (PIN=9.8dBm、VBQ=1.2V、RB=0オーム固定) のコレクタ効率に対する効果について説明する。

【0015】エミッタ全長100 $\mu$ m (20 $\mu$ m長のエミッタストライプ5本) を備えた個別HBTを、ベースおよびコレクタへの配線として50オームのアルミニウムマイクロストリップ線路を含むテスト用のジグ中に組み込んだ。次に、このジグを図3に示すようなロード・プル (load-pull) のセットアップに組み込んだ。

【0016】入力チューナは単一のスライド式のネジ型のもので、出力チューナは"ツインスリーブ (twin sleeve)" 型のものである。電源および電力計はコンピュータの制御下におかれ、その結果チューナを変化させた時でもコレクタ効率の実時間出力を得ることができる。この"効率計" 機能を使用することによって、最後の操作は出力に対してコレクタ効率を最大化するように同調させ、同時に入力に対して反射電力を最小にするように同調させること (すなわち、入力共役整合) である。一般的にコレクタ効率に関して最適な出力同調点は最大出力RF電力点に対するものよりもかなり異なるT負荷において発生することを指摘しておかなければならない。実際、効率のピークは出力が2-3dB程度不整合の状

態で発生する。

【0017】高調波トラップ回路は入力と出力のどちらにおいても、HBTとチューナとの間に置かれている。それらはER=5.0のエポキシガラスPCBの上に形成された50オームのマイクロストリップ線路へ接続された四分の一波長のオープンスタブ共振器として組み込まれている。この構成によって達成可能な第2調波 (1.74GHz) および第3調波 (2.61GHz) の排除は25-30dBの範囲内にある。これらのトラップ回路中の50オームのマイクロストリップ線路はまた、直流電源電圧をベースおよびエミッタへ通過させる。

【0018】デバイス基準面での各高調波周波数における反射係数の位相角は、50オームマイクロストリップ線路上の適切な高調波共振器の位置を変化させることによって独立的に変えることができる。50オーム線路は1.74GHzにおいて二分の一波長よりも大きい電気的長さを有するので、第2および第3の両調波反射係数のすべての位相角を入力と出力の両方でデバイスに対して提供できる。

【0019】一般的に高度に非線形なモードで動作した (すなわち、B級またはC級バイアス) 時には、HBTの特性は入出力における高調波終端に大きく依存する。従って、高調波反射係数をうまく制御しない限りこれらのデバイスでは意味のある大きい信号データを発生させることはできないことを指摘しておく。言い替えれば、ここに使用したものと類似のチューナを備えたロード・プルのテスト用セットアップは、正確なデータ (出力電力、効率、そして大きい信号インピーダンス) を測定する前に、高調波的にHBTから分離しておく必要がある。これは機械的チューナがチューナ設定の関数として広く変動する高調波応答を示すことのためである。

【0020】図4(a) および (b) で明らかになるように、出力の第2調波反射係数の大きさを0.9付近に固定しながら、すべての位相角にわたって変化させた (第3調波の出力終端は一定に保つ) 場合、共通エミッタ方式のC級バイアスされたHBTのコレクタ効率は10%ポイントだけ変化した。最適位相角は第2調波に対する回路短絡 (180度) である。出力第3調波位相角に対しては13%ポイントのコレクタ効率変動が観察された (第2調波の出力終端は一定に保つ)。出力の第3調波に対して最も高い効率は回路開放 (0度) において発生した。

【0021】表1から明かなように、入力高調波終端を変化させればもっと大きな特性変動が現れるであろう。

【表1】

5

6

VCQ=6.0+/-0.01V  
VBQ=1.2+/-0.01V, ICQ=0mA. 注意VBQ=1.3V, IBQ=1mA, すなわちターンオン電圧=1.3V  
RB=0オーム  
従って、これはC級バイアス

入力高調波反射係数  
Γ-信号源(1.74GHz) = 表および図3, 4 参照  
Γ-信号源(2.61GHz) = 表および図3, 4 参照  
出力高周波反射係数  
Γ-負荷(1.74GHz) = 94, +174度  
Γ-負荷(2.61GHz) = 90, -110度

Γ-信号源 2次調波 (1.74GHz) +/-0.04, 5d 大きさ、位相角(度)	Γ-信号源 3次調波 (2.61GHz) +/-0.04, 5d 大きさ、位相角(度)	PI +/-0.2 dBm	PO +/-0.1 dBm	GP +/-0.3 dB	IC +/-0.2 mA	CE +/-0.2 %	Γ-信号源 基本周波数 (870MHz) +/-0.02, 2d 大きさ、位相角(度)	Γ-負荷 基本周波数 (870MHz) +/-0.02, 2d 大きさ、位相角(度)
0.95. -178d	0.91. -4d	9.8	22.1	12.3	34.5	78	0.36. +123d	0.43. +18d
0.95. -178d	0.85. -170d	9.8	22.0	12.2	34.0	78	0.38. +121d	0.44. +20d
0.85. -1d	0.91. +177d	9.8	24.9	15.1	91.2	56	0.40. +89d	0.05. +37d
0.90. +5d	0.84. +3d	9.8	24.3	14.5	112.0	40	0.40. +65d	0.12. +145d

【0022】出力データは以下に図4に示してある。  
【0023】出力の高調波終端を最適値(第2調波に対する回路短絡位相角と第3調波に対する回路開放位相角)に保って、第2および第3調波の入力終端を変化させると40%ポイントの効率変動があった。ピーク効率はここでも回路短絡第2調波で発生した。しかし、入力における第2調波を正しく終端させた時には、第3調波の入力における終端の変動はそれほど大きな効果を特性に与えなかった。  
【0024】回路短絡第2調波および回路開放第3調波の最適な終端は、HBTの入力と出力の両方へ最大効率を達成する目的で矩形状の電圧を与えることが望ましいことを示している。

【0025】以上の説明に関して更に以下の項を開示する。  
40 (1) 狭いバンド幅で動作する増幅器であって：非線形利得供給要素、前記要素に付随する共振回路であって、本質的にバンドの中心周波数で共振する回路、を含み、前記回路が、増幅動作中に前記要素によって発せられる高調波のために生ずるエネルギーを緩和(モデファイ)するように配置されている、増幅器。  
【0026】(2) 第1項記載の増幅器であって、前記要素がHBTである増幅器。  
【0027】(3) 第1項または第2項記載の増幅器であって、前記回路が前記要素の入力に配置されている増幅器。  
50



【0028】(4) 第1項または第2項または第3項記載の増幅器であって、前記回路が前記要素の出力に配置されている増幅器。

【0029】(5) 第1項から第4項の任意の項記載の増幅器であって、互いに異なる高調波に同調した複数の共振回路を含む増幅器。

【0030】(6) 第1項から第5項の任意の項記載の増幅器であって、一方は前記要素の入力に、他方は前記要素の出力に配置された共振回路対を複数個含む増幅器。

【0031】(7) 第1項から第6項の任意の項記載の増幅器であって、本質的にバンドの中心周波数の偶数調波で共振する1つの共振回路が回路短絡を提供するように配置されている増幅器。

【0032】(8) 第1項から第7項の任意の項記載の増幅器であって、本質的にバンドの中心周波数の奇数調波で共振する1つの共振回路が回路短絡を提供するように配置されている増幅器。

【0033】(9) 第1項から第8項の任意の項記載の増幅器であって、固定された周波数動作するように配置された増幅器。

【0034】(10) 図面に関連してここに本質的に説明した増幅器。

【0035】(11) 第1項から第10項の任意の項記載の増幅器を含む集積回路。

【0036】(12) 第11項記載の集積回路であって \*

\* て、前記増幅器が多重ステージ増幅器である集積回路。

【0037】(13) 第12項記載の集積回路であって、共振回路が出力ステージに付随している集積回路。

【0038】(14) 図面に関連してここに本質的に説明した集積回路。

【0039】(15) 第1項から第10項の任意の項記載の増幅器を用いた増幅方法。

【0040】(16) 固定された周波数または狭いバンド幅で動作し、非線形利得要素をベースにした電力増幅器。本電力増幅器は前記非線形利得要素と動作的に接続された共振回路を含み、前記回路は前記非線形利得要素の本質的にバンド中心周波数の高調波に共振するようになっており、信号増幅の間に前記非線形利得要素による高調波発生の結果のエネルギーを放散させるように配置されている。本電力増幅器の特定の実施例では、異なる高調波に同調したインダクタとコンデンサの高調波トラップ回路を含む共振回路が、非線形利得要素を提供するガリウム砒素ヘテロ接合バイポーラトランジスタHBTの入力と出力の両方に配置されている。

10 【図面の簡単な説明】

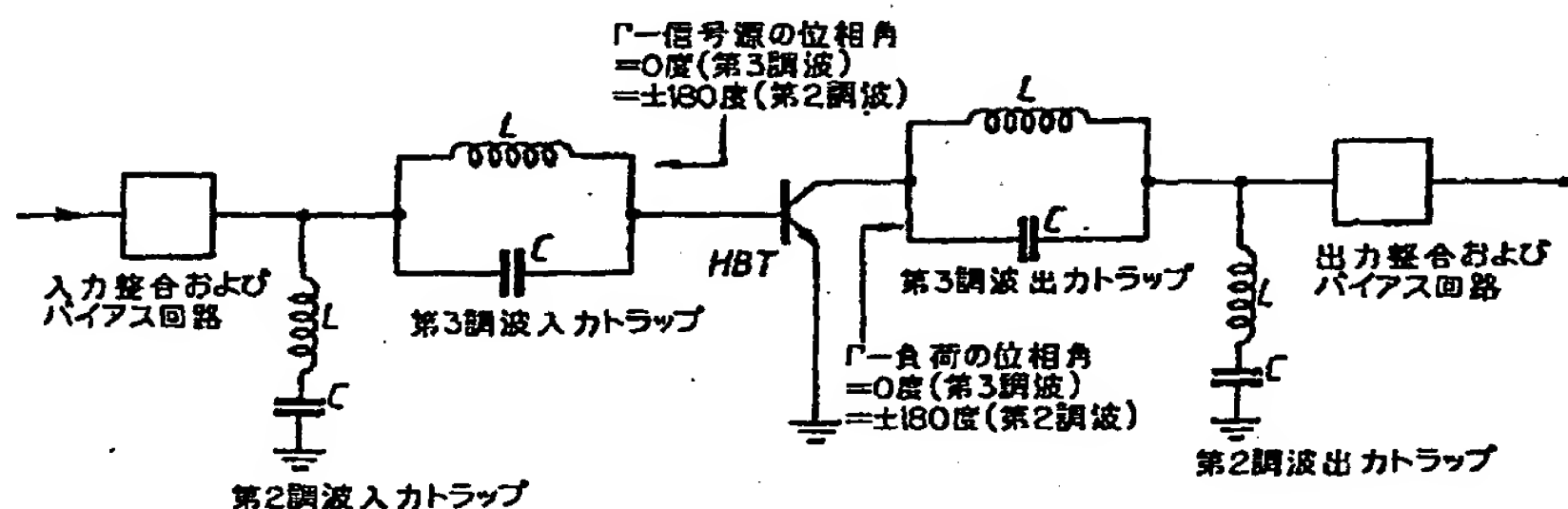
【図1】 GaAs HBT電力増幅器のための本発明の回路構成。

【図2】 本発明の集積回路構成。

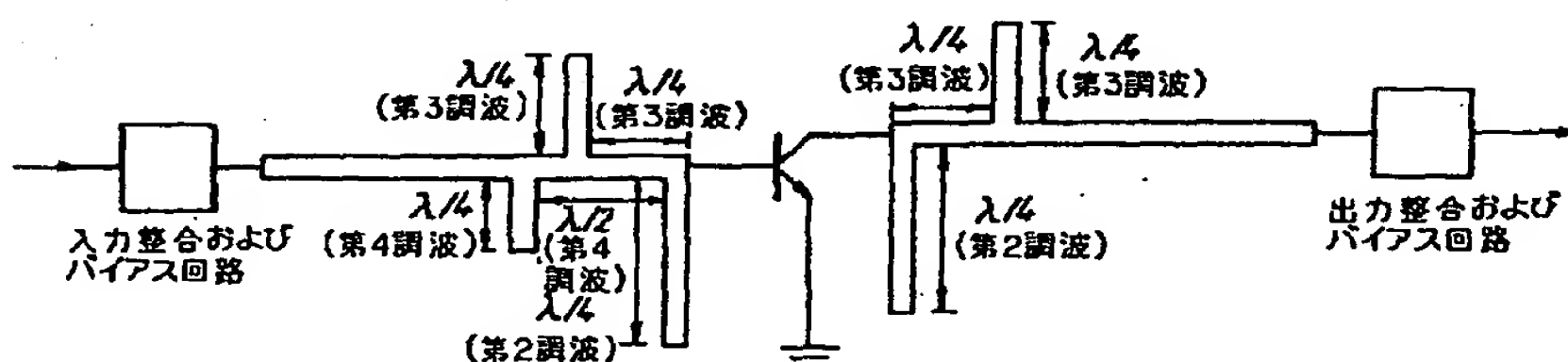
【図3】 効率測定のための配置。

【図4】 測定された回路特性。

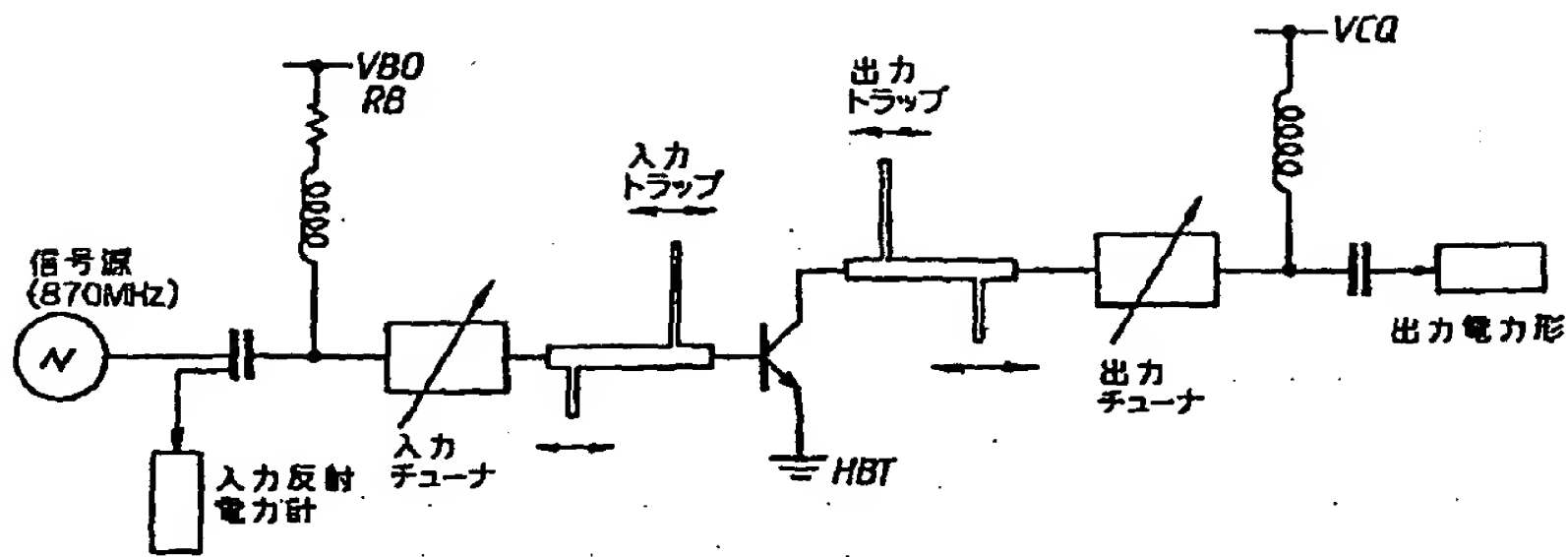
【図1】



【図2】



【図3】

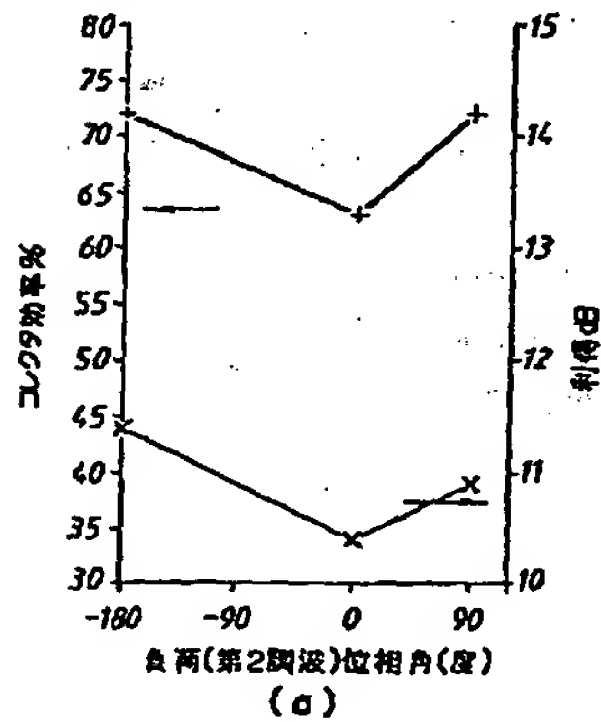


【図4】

VCO=6.0V/-0.0V  
 VBO=1.2V/-0.0V, IC=0mA 注意 VBO=1.3V, BO=1mA, すなわちターンオン電圧=1.3V  
 RB=0オーム 従ってこれはC型バイアス

入力高調波反射係数

1. コレクタ効率および利得対出力第2調波位相角  
 (Γ-負荷(第3調波)=.9, 位相角-50度)



Γ-信号源(1.74GHz)=.84, 位相角+170度  
 Γ-信号源(2.61GHz)=.94, 位相角-54度  
 2. コレクタ効率および利得対出力第3調波位相角  
 (Γ-負荷(第2調波)=.94, 位相角+180度)

